

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-258763

(43)Date of publication of application : 12.09.2003

(51)Int.Cl.

H04J 11/00  
H04B 1/707

(21)Application number : 2002-059841

(71)Applicant : FUJITSU LTD

(22)Date of filing : 06.03.2002

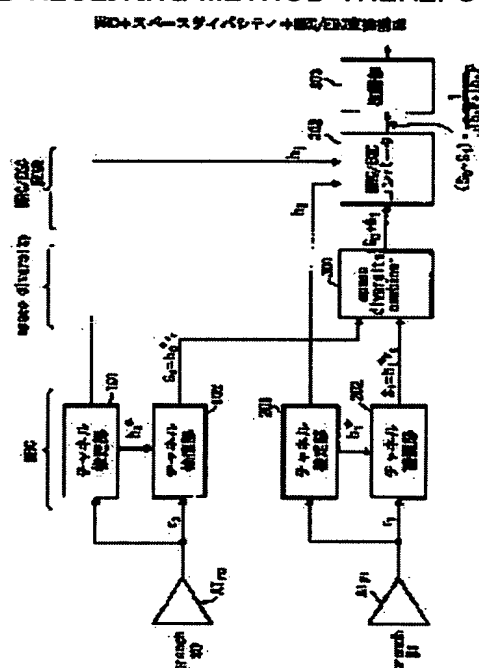
(72)Inventor : VLADIMIR BOKEE  
SEKI HIROYUKI

## (54) MULTICARRIER CDMA RECEIVING APPARATUS AND RECEIVING METHOD THEREFOR

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To sufficiently present a space diversity gain and further to suit the gain to a multi-user environment.

SOLUTION: In the multicarrier CDMA receiving apparatus provided with a space diversity configuration, maximum ratio composition is performed for each subcarrier and afterwards, maximum ratio composition/equal gain composition (MRC/EGC) conversion or maximum ratio composition/MMSE composition (MRC/MMSEC) conversion is applied to signals to be composed. Thus, the space diversity gain can be made sufficiently large and further, an error rate can be lowered by suppressing noises while maintaining orthogonality between user data even under the multi-user environment.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

24.11.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2003-258763

(P2003-258763A)

(43) 公開日 平成15年9月12日 (2003.9.12)

(51) Int.Cl.<sup>1</sup>

識別記号

F I

テーマコード\* (参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z 5 K 0 2 2

H 0 4 B 1/707

13/00

D

審査請求 未請求 請求項の数 4 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2002-59841(P2002-59841)

(22) 出願日 平成14年3月6日 (2002.3.6)

(71) 出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号

(72) 発明者 ウラジミール ボケー

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(72) 発明者 関 宏之

神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番  
1号 富士通株式会社内

(74) 代理人 100084711

弁理士 斉藤 千幹

最終頁に続く

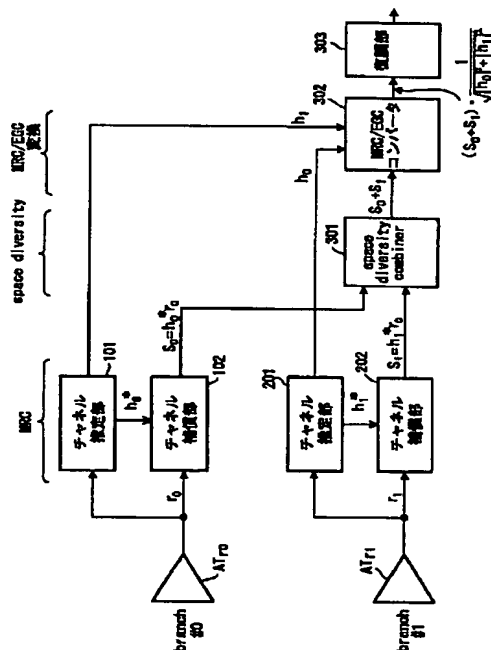
(54) 【発明の名称】 マルチキャリアCDMA受信装置及びその受信方法

(57) 【要約】

【課題】 スペースダイバーシチゲインを十分に発揮でき、しかも、マルチユーザ環境に適合するようにする。

【解決手段】 スペースダイバーシチ構成を備えたマルチキャリアCDMA受信装置において、サブキャリア毎に最大比合成を行い、しかる後、合成信号に最大比合成／等利得合成変換 (MRC/EGC変換) あるいは最大比合成／MMSE合成変換 (MRC/MMSEC変換) を施す。このようにすれば、スペースダイバーシチゲインを十分に大きくでき、しかも、マルチユーザ環境であってもユーザデータ間の直交性を維持して雑音を抑制でき、誤り率を低下できる。

MRC+スペースダイバーシチ+MRC/EGC変換構成



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 スペースダイバーシチ構成を備えたマルチキャリアCDMA受信装置の受信方法において、サブキャリア毎に最大比合成を行い、しかる後、合成信号に最大比合成／等利得合成変換（MRC/EGC変換）あるいは最大比合成／MMSE合成変換（MRC/MMSEC変換）を施し、変換後の各サブキャリア信号に逆拡散処理を施して送信データを復調する、ことを特徴とするマルチキャリアCDMA受信装置の受信方法。

【請求項2】 スペースダイバーシチ構成を備えたマルチキャリアCDMA受信装置の受信方法において、各ブランチにおける受信信号をそれぞれサブキャリア毎にSTTDデコードし、合成信号に最大比合成／等利得合成変換（MRC/EGC変換）あるいは最大比合成／MMSE合成変換（MRC/MMSEC変換）を施し、変換後の各サブキャリア信号に逆拡散処理を施して送信データを復調する、ことを特徴とするマルチキャリアCDMA受信装置の受信方法。

【請求項3】 スペースダイバーシチ構成を備えたマルチキャリアCDMAの受信装置において、各ブランチの受信信号をサブキャリア毎に最大比合成する最大比合成部、サブキャリア毎の合成信号に最大比合成／等利得合成変換（MRC/EGC変換）あるいは最大比合成／MMSE合成変換（MRC/MMSEC変換）を施す変換部、変換後の各サブキャリア信号に逆拡散処理を施して送信データを復調するデータ復調部、を備えたことを特徴とするマルチキャリアCDMA受信装置。

【請求項4】 スペースダイバーシチ構成を備えたマルチキャリアCDMAの受信装置において、各ブランチにおける受信信号をそれぞれサブキャリア毎にSTTDデコードするSTTDデコード部、各ブランチのSTTDデコード部の出力信号をサブキャリア毎に合成する合成部、サブキャリア毎の合成信号に最大比合成／等利得合成変換（MRC/EGC変換）あるいは最大比合成／MMSE合成変換（MRC/MMSEC変換）を施す変換部、変換後の各サブキャリア信号に逆拡散処理を施して送信データを復調するデータ復調部、を備えたことを特徴とするマルチキャリアCDMA受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、マルチキャリアCDMA受信装置及びその受信方法に係わり、特に、最大比合成／等利得合成変換（MRC/EGC変換）あるいは最大比合成／MMSE合成変換（MRC/MMSEC変換）を行うマルチキャリアCDMA受信装置及びその受信方法に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 マルチキャリアCDMAは各サブキャリアの

ビットレートを減少すると共に、多数のこれら低ビットレートのサブキャリアを使用して高ビットレートの伝送を可能にする、周波数帯域は小レンジに分割され、各レンジに上記低ビットレートのサブキャリアが割り当てられ、コード拡散したサブキャリア信号は周波数インターリーブにより周波数軸上に分散される。この周波数インターリーブにより周波数ダイバーシチ利得が得られ、マルチキャリアCDMAシステムは、周波数選択性フェージングの影響を受けにくい特徴を有している。しかしながら、各サブキャリア毎にチャネル推定およびチャネル補償をしなければならない。

【0003】 マルチキャリアCDMAは、データシンボルを多数の狭帯域サブキャリアにより送信するデジタル変調技術である。サブキャリアは互いに直交しているが、この直交特性を得るために、サブキャリア周波数はシンボル周期の逆数の倍数だけ離れていなければならない、異なったユーザが同一のサブキャリアの組合わせを使用するため、周波数方向の符号分割多重を行ない、ユーザを識別するために異なった拡散コードを送信データに乗算する。

【0004】 マルチキャリアCDMA（MC-CDMA）方式の原理は、図9に示すように1つの送信データDよりN個のコピーデータを作成し、拡散コード（直交コード）を構成する各コードC<sub>1</sub>～C<sub>N</sub>を個別に前記各コピーデータDに乗算器9<sub>1</sub>～9<sub>N</sub>で乗算し、各乗算結果D・C<sub>1</sub>～D・C<sub>N</sub>を図10(a)に示す周波数f<sub>1</sub>～f<sub>N</sub>のN個のサブキャリアでマルチキャリア伝送する。以上は1シンボルデータをマルチキャリア伝送する場合であるが、実際には後述するように、送信データをMシンボルの並列データに変換し、M個の各シンボルに図9に示す処理を施し、M×N個の全乗算結果を周波数f<sub>1</sub>～f<sub>NM</sub>のM×N個のサブキャリアを用いてマルチキャリア伝送する。又、図10(b)に示す周波数配置のサブキャリアを用いることにより直交周波数・符号分割多元接続方式が実現できる。

【0005】 図11はMC-CDMAの送信側の構成図である。データ変調部11は、畳み込み符号化あるいはターボ符号化されたユーザの送信データを例えばQPSK変調し、同相成分と直交成分を有する複素ベースバンド信号（シンボル）に変換する。尚、QPSK変調の他に8-PSK変調、16-QAM変調などを使用することもできる。時間多重部12は複数シンボルのパイロットを送信データの前に時間多重する。シリアルパラレル変換部13は入力データをMシンボルの並列データに変換し、各シンボルはそれぞれN分岐して拡散部14に入力する。拡散部14はM個の乗算部14<sub>1</sub>～14<sub>M</sub>を備えており、各乗算部14<sub>1</sub>～14<sub>M</sub>はそれぞれ直交コードを構成するコードC<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、...、C<sub>N</sub>を個別に分岐シンボルに乗算して出力する。直交コードC<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、...、C<sub>N</sub>はユーザ毎に異なるウォルシュコードである。この結果、N×M個のサブキャリアでマルチキャリア伝送するためのサブキャリア信号SC<sub>1</sub>～SC<sub>MN</sub>が拡散部

14より出力する。すなわち、拡散部14は直交コードを各パラレル系列毎のシンボルに乗算することにより周波数方向に拡散する。尚、実際には、図示しないが拡散部14の後でサブキャリア信号 $SC_1 \sim SC_{MN}$ に局識別用のゴールドコード $G_1 \sim G_{MN}$ が乗算される。

【0006】周波数インタリーブ部15は、周波数ダイバーシチ効果を得るために、コード多重されたサブキャリア信号を周波数インタリーブにより並び替えて周波数軸上に分散する。IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)部16は並列入力するサブキャリア信号にIFFT(逆フーリエ変換)処理を施して時間軸上のOFDM信号(実数部信号、虚数部信号)に変換する。ガードインターバル挿入部17は、OFDM信号にガードインターバルを挿入し、直交変調部18はガードインターバルが挿入されたOFDM信号に直交変調を施し、無線送信部19は無線周波数にアップコンバージョンすると共に高周波増幅してアンテナより送信する。

【0007】サブキャリアの総数は、(拡散率 $N$ ) $\times$ (パラレル系列数 $M$ )である。又、伝送路ではサブキャリア毎に異なるフェージングを受けるため、パイロットを全てのサブキャリアに時間多重し、受信側ではサブキャリア毎にフェージングの補償を行えるようにする。ここで時間多重されるパイロットは、全てのユーザがチャネル推定に使用する共通パイロットである。

【0008】図12はシリアルパラレル変換説明図であり、1フレームの送信データの前方に共通パイロットPが時間多重されている。なお、共通パイロットPはフレーム内で分散することもできる。1フレーム当たり共通パイロットがたとえば $4 \times M$ シンボル、送信データが $28 \times M$ シンボルであるとする。シリアルパラレル変換部13より並列データとして最初の4回までパイロットの $M$ シンボルが出力し、以後、並列データとして28回送信データの $M$ シンボルが出力する。この結果、1フレーム期間においてパイロットを全てのサブキャリアに時間多重して4回伝送でき、受信側で該パイロットを用いてはサブキャリア毎にチャネルを推定してチャネル補償(フェージング補償)が可能となる。

【0009】図13はガードインターバル挿入説明図である。ガードインターバル挿入とは、 $M \times N$ 個のサブキャリアサンプル(=1 OFDMシンボル)に応じたIFFT出力信号を1単位とすると、その先頭部に末尾部分をコピーすることである。ガードインターバルGIを挿入することによりマルチパスによる符号間干渉の影響を無くすることが可能になる。

【0010】図14はMC-CDMAの受信側の構成図である。無線受信部31は受信したマルチキャリア信号に周波数変換処理を施し、直交復調部32は受信信号に直交復調処理を施す。タイミング同期・ガードインターバル除去部33は、受信信号のタイミング同期を取った後、該受信信号よりガードインターバルGIを除去してFFT(Fast

Fourier Transform)部34に入力する。FFT部34はFFTウィンドウタイミングでFFT演算処理を行って時間領域の信号を $N \times M$ 個のサブキャリア信号(サブキャリアサンプル)に変換し、周波数デインタリーブ部35は送信側と逆の並び替えを行って周波数順に並び替えてサブキャリア $SC_1 \sim SC_{MN}$ を出力する。

【0011】チャネル推定部36aは送信側で時間多重されたパイロットを用いてサブキャリア毎にチャネル推定を行い、チャネル補償部36bはサブキャリア毎のチャネル推定値 $h_1 \sim h_{MN}$ を周波数デインタリーブ部の出力に乗算してフェージングの補償を行う。すなわち、チャネル推定部36aは周波数デインタリーブ部35から出力する各パイロットシンボルのサブキャリア成分に局識別用ゴールドコードを乗算し、サブキャリア毎に乗算結果を加算してその平均値により各サブキャリアのチャネル推定値 $h_1 \sim h_{MN}$ を演算する。すなわち、チャネル推定部36aは、パイロット信号を用いて各サブキャリアのフェージングによる位相の影響 $\exp(j\phi)$ を推定し、チャネル補償部36bは送信シンボルのサブキャリア信号成分に $\exp(-j\phi)$ を乗算してフェージングを補償する。

【0012】逆拡散部37は $M$ 個の乗算部37<sub>1</sub>~37<sub>M</sub>を備えており、乗算部37<sub>1</sub>はユーザに割り当てられた直交コード(ウォルシュコード)を構成する各コード $C_1, C_2, \dots, C_N$ を個別に $N$ 個のサブキャリア信号に乗算して逆拡散し、他の乗算部も同様の演算処理を行う。この逆拡散によりコード多重された信号の中からユーザ宛の信号が抽出される。尚、実際にはこの逆拡散処理の前段において、 $M \times N$ 個のサブキャリア信号成分に局識別用ゴールドコード $G_1 \sim G_{MN}$ が乗算される。合成部38<sub>1</sub>~38<sub>M</sub>はそれぞれ乗算部37<sub>1</sub>~37<sub>M</sub>から出力する $N$ 個の乗算結果を加算して $M$ 個のシンボルよりなる並列データを作成し、パラレルシリアル変換部39は該並列データを直列データに変換し、データ復調部40は送信データを復調する。

【0013】MC-CDMAでは、フェージング対策のためにダイバーシチ構成が採用されている。図15はスペースダイバーシチ構成を備えたMC-CDMA受信側の構成図であり、図14と同一部分には同一符号を付している。異なる点は、①2ブランチのスペースダイバーシチ構成になっている点、②各ブランチのチャネル補償部36b、36b'から出力する $M \times N$ 個のフェージング補償されたサブキャリア信号成分 $SC_1 \sim SC_{MN}; SC_1' \sim SC_{MN}'$ をサブキャリア毎に合成し、サブキャリア毎の合成信号を逆拡散部37に入力している点、③逆拡散部37の乗算部37<sub>1</sub>~37<sub>M</sub>は合成部51より出力する各 $N$ 個のサブキャリア信号にそれぞれユーザに割り当てられた直交コード $C_1, C_2, \dots, C_N$ を個別に、乗算して逆拡散する点、である。なお、第1、第2ブランチの無線受信部からチャネル補償部までの構成は同一であり、第1ブランチの各部には図14と同一符号を付し、第2ブランチの同一部分には該符

号に'を付して示している。

【0014】MC-CDMAの逆拡散の方法には、①直交復元合成法(Orthogonal restoring combining: ORC)、②等利得合成法(Equal gain combining: EGC)、③最大比合成法(Maximum ratio combining: MRC)、④MMSE合成法(Minimum Mean Square Error Combining: MMSEC)がある。直交復元合成法ORCは、多重アクセス干渉を除去できるが、低レベルのサブキャリアがハイゲインにより増幅されるため、弱サブキャリアにおけるノイズ成分が増幅され、このノイズ増幅がパフォーマンスを劣化する問題がある。等利得合成法EGCは、合成後のレベルが最大となるように、各ブランチから出力する信号を、互いに同相で加わるように合成する方法である。各サブキャリアのチャンネル推定値を $h_m(m=1, 2, \dots, N_c)$ とすれば、チャンネル補償部で $h_m^*/|h_m|$ (\*は共役複素数を意味する)を各サブキャリア信号に乗算することにより等利得合成EGCを実現できる。

【0015】最大比合成法MRCは、合成後のSNR(Signal to Noise power Ratio信号対雑音電力比)を最大とするために各ブランチから出力する受信信号の位相を同相に制御すると共に、信頼度、例えば受信信号の振幅に応じた重み付けを行って合成する方法である。各サブキャリアのチャンネル推定値を $h_m(m=1, 2, \dots, N_c)$ とすれば、チャンネル補償部で $h_m^*$ を各サブキャリア信号に乗算することにより最大比合成MRCを実現できる。

【0016】MMSE合成法は、コード間干渉および雑音の影響を考慮して逆拡散後の信号と実際に送信された信号との間の平均二乗誤差(MSE: Mean Square Error)が最小となるように重み付けして合成する方法である。各サブキャリアのチャンネル推定値を $h_m(m=1, 2, \dots, N_c)$ 、1サブキャリア当たりの雑音電力を $\sigma$ 、コード多重数を $N_{MUX}$ とすれば、 $h_m^*/(N_{MUX} \cdot |h_m|^2 + \sigma)$ を各サブキャリア信号に乗算することによりMMSE合成を実現できる。

【0017】以上の合成法はシンプルであるという利点を有しているが、それぞれのパフォーマンスはシステ

$$s_0 + s_1 = (|h_0|^2 + |h_1|^2) x_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \quad (2c)$$

を復調部1dに入力する。最大比合成法では $(|h_0|^2 + |h_1|^2)$ がダイバーシチゲインになる。

【0021】・等利得合成

図18は等利得合成の説明図であり、ブランチ#0、#1におけるチャンネル推定部2a0、2a1はブランチ#0、#1におけるチャンネル応答特性 $h_0$ 、 $h_1$ を推定して $h_0^*/|h_0|$ 、 $h_1^*/|h_1|$ を出力し、チャンネル補償部2b0、2b1はそれぞれ(1a)、(1b)式の受信信号 $r_0$ 、 $r_1$ に $h_0^*/|h_0|$ 、 $h_1^*/|h_1|$ を乗算し、

【数1】

μの負荷(ユーザ数)に敏感であり、受信側における雑音増大の要因になっている。特に、パフォーマンスの点で、直交復元合成法ORCは最も悪く、最大比合成法MRCは1ユーザの場合にBER(Bit Error Rate)を最小にできるが、マルチユーザ環境には不向きであり、等利得合成法EGCおよびMMSE合成法MMSECは、直交性の補償度も悪くなく、マルチユーザ環境であっても雑音を小さくでき良好な結果をもたらす。以上よりMC-CDMAにおける逆拡散の方法としては最大比合成法MRC、等利得合成法EGC、MMSE合成法MMSECが採用されている。以下では、アンテナダイバーシチ合成法を、図面を参照しつつ数式を使って説明し、MC-CDMAを併用した場合のこれらの問題点を言及する。

【0018】・スペースダイバーシチ

図16に示すように、1送信アンテナ、2受信アンテナのスペースダイバーシチ構成になっているものとする。このスペースダイバーシチ構成において、送信アンテナATtと2つの各受信アンテナATr0、ATr1間のチャンネル応答特性を $h_0$ 、 $h_1$ 、送信アンテナATtと各受信ATr0、ATr1間におけるノイズを $n_0$ 、 $n_1$ 、送信信号を $x_0$ 、各受信アンテナATr0、ATr1の受信信号を $r_0$ 、 $r_1$ とすれば、次式 $r_0 = h_0 x_0 + n_0$  (1a)  
 $r_1 = h_1 x_0 + n_1$  (1b)が成立する。

【0019】・最大比合成MRC図17は最大比合成の説明図であり、ブランチ#0、#1におけるチャンネル推定部1a0、1a1はブランチ#0、#1におけるチャンネル応答特性 $h_0$ 、 $h_1$ を推定して $h_0^*$ 、 $h_1^*$ を出力し、チャンネル補償部1b0、1b1はそれぞれ受信信号 $r_0$ 、 $r_1$ に $h_0^*$ 、 $h_1^*$ を乗算し、 $s_0 = h_0^* r_0$  (2a)  
 $s_1 = h_1^* r_1$  (2b)または

$$s_0 = |h_0|^2 x_0 + h_0^* n_0 \quad (2a)'$$

$$s_1 = |h_1|^2 x_0 + h_1^* n_1 \quad (2b)'$$

を出力する。

【0020】スペースダイバーシチ合成部1cは各ブランチのチャンネル補償部1b0、1b1の出力を合成し、合成信号

$$\tilde{s}_0 = \frac{|h_0|^2}{|h_0|} x_0 + \frac{h_0^*}{|h_0|} n_0 \quad (3a)$$

$$\tilde{s}_1 = \frac{|h_1|^2}{|h_1|} x_0 + \frac{h_1^*}{|h_1|} n_1 \quad (3b)$$

を出力する。スペースダイバーシチ合成部2cは各ブランチのチャンネル補償部2b0、2b1の出力を合成し、合成信号【数2】

$$\tilde{s}_0 + \tilde{s}_1 = \left( \frac{|h_0|^2}{|h_0|} + \frac{|h_1|^2}{|h_1|} \right) x_0 + \frac{h_0^*}{|h_1|} n_0 + \frac{h_1^*}{|h_1|} n_1 \quad (3c)$$

を復調部2dに入力する。等利得合成法では各ブランチの受信信号が等利得で合成される。

#### 【0022】・MMSE合成

図19はMMSE合成の説明図であり、ブランチ#0、#1におけるチャネル推定部3a0、3a1はブランチ#0、#1におけるチャネル応答特性 $h_0$ 、 $h_1$ を推定して

$$h_0^* / (N_{\text{MUX}} \cdot |h_0|^2 + \sigma_{N,0}^2) \quad (4a)$$

$$\tilde{s}_0 = \frac{|h_0|^2}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_0|^2 + \sigma_{N,0}^2} x_0 + \frac{h_0^*}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_0|^2 + \sigma_{N,0}^2} n_0 \quad (4c)$$

$$\tilde{s}_1 = \frac{|h_1|^2}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_1|^2 + \sigma_{N,1}^2} x_0 + \frac{h_1^*}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_1|^2 + \sigma_{N,1}^2} n_1 \quad (4d)$$

を出力する。スペースダイバーシチ合成部3cは各ブランチのチャネル補償部3b0、3b1の出力を合成し、合成信号

【数4】

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 + \tilde{s}_1 = & \left( \frac{|h_0|^2}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_0|^2 + \sigma_{N,0}^2} + \frac{|h_1|^2}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_1|^2 + \sigma_{N,1}^2} \right) x_0 \\ & + \frac{h_0^*}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_1|^2 + \sigma_{N,0}^2} n_0 + \frac{h_1^*}{N_{\text{MUX}} \cdot |h_1|^2 + \sigma_{N,1}^2} n_1 \end{aligned} \quad (4e)$$

をを復調部3dに入力する。

#### 【0023】・STTD

以上では送信アンテナ数が1であるが、送信アンテナ数が2のスペースタイム伝送ダイバーシチ (Space Time Transmit Diversity: STTD) もある。かかるSTTDでは、図20に示すように送信側においてSTTDエンコーダ4は、周期Tの連続する2シンボルデータ $[x_0, x_1]$ を2系列のシンボルデータ列に変換する、第1のデータ列は

$[x_0, -x_1^*]$ であり、第2のデータ列は $[x_1, x_0^*]$ である。この2系列のデータが図21に示すように2つの送信アンテナATt0、ATt1より受信アンテナATr0、ATr1に向けて送信される。2つの送信アンテナATt0、ATt1と2つの受信アンテナATr0、ATr1間のチャネル応答特性を $h_{0,0}$ 、 $h_{0,1}$ 、 $h_{1,0}$ 、 $h_{1,1}$ 、ノイズを $n_{0,0}$ 、 $n_{0,1}$ 、 $n_{1,0}$ 、 $n_{1,1}$ 、第j受信アンテナの時刻tにおける受信信号を $r_{j,t}$ とすれば、受信アンテナATr0、ATr1の受信信号 $r_{0,0}$ 、 $r_{0,1}$ 、 $r_{1,0}$ 、 $r_{1,1}$ は次式

$$s_{0,0} = (|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2) x_0 + h_{0,0}^* n_{0,0} + h_{1,0} n_{0,1}^* \quad (5i)$$

$$s_{0,1} = (|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2) x_1 + h_{1,0}^* n_{0,0} - h_{0,0} n_{0,1}^* \quad (5j)$$

$$s_{1,0} = (|h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2) x_0 + h_{0,1}^* n_{1,0} + h_{1,1} n_{1,1}^* \quad (5k)$$

$$s_{1,1} = (|h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2) x_1 + h_{1,1}^* n_{1,0} - h_{0,1} n_{1,1}^* \quad (5m)$$

に示す信号 $s_{0,0}$ 、 $s_{0,1}$ 、 $s_{1,0}$ 、 $s_{1,1}$ を出力する。(5i)～(5m)の右辺第1項の括弧内の値はSTTDゲインである。

【0025】について、スペースダイバーシチ合成部4cは

$$h_1^* / (N_{\text{MUX}} \cdot |h_1|^2 + \sigma_{N,1}^2) \quad (4b)$$

を出力する。ただし、1サブキャリア当たりの雑音電力を $\sigma_{N,0}$ 、 $\sigma_{N,1}$ 、コード多重数を $N_{\text{MUX}}$ とする。チャネル補償部3b0、3b1はそれぞれ(1a)、(1b)式の受信信号 $r_0$ 、 $r_1$ に(4a)、(4b)を乗算し、

【数3】

【数4】

$$r_{0,0} = h_{0,0} x_0 + h_{1,0} x_1 + n_{0,0} \quad (5a)$$

$$r_{0,1} = -h_{0,0} x_1^* + h_{1,0} x_0^* + n_{0,1} \quad (5b)$$

$$r_{1,0} = h_{0,1} x_0 + h_{1,1} x_1 + n_{1,0} \quad (5c)$$

$$r_{1,1} = -h_{0,1} x_1^* + h_{1,1} x_0^* + n_{1,1} \quad (5d)$$

で表現できる。

【0024】図22は、[STTD+スペースダイバーシチ構成]の受信側の構成図である、ブランチ#0、#1におけるチャネル推定部4a0、4a1はブランチ#0、#1におけるチャネル応答特性 $h_{0,0}$ 、 $h_{1,0}$ 、 $h_{0,1}$ 、 $h_{1,1}$ を推定してSTTDデコーダ4b0、4b1に入力する。STTDデコーダ4b0、4b1はそれぞれ次式

$$s_{0,0} = h_{0,0}^* r_{0,0} + h_{1,0} r_{0,1}^* \quad (5e)$$

$$s_{0,1} = h_{1,0}^* r_{0,0} - h_{0,0} r_{0,1}^* \quad (5f)$$

$$s_{1,0} = h_{0,1}^* r_{1,0} + h_{1,1} r_{1,1}^* \quad (5g)$$

$$s_{1,1} = h_{1,1}^* r_{1,0} - h_{0,1} r_{1,1}^* \quad (5h)$$

に示す信号 $s_{0,0}$ 、 $s_{0,1}$ 、 $s_{1,0}$ 、 $s_{1,1}$ を出力する。あるいは、次式

各ブランチのSTTDデコーダ4b0、4b1の出力を合成し、合成信号

【数5】

$$\tilde{s}_0 = (|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2) x_0 + h_{0,0}^* n_{0,0} + h_{1,0}^* n_{0,1} + h_{0,1}^* n_{1,0} + h_{1,1}^* n_{1,1} \quad (5n)$$

$$\tilde{s}_1 = (|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2) x_1 + h_{1,0}^* n_{0,0} - h_{0,0}^* n_{0,1} + h_{1,1}^* n_{1,0} - h_{0,1}^* n_{1,1} \quad (5p)$$

を復調部4dに入力する。右辺の括弧内の値はSTTDゲインとダイバーシチゲインの合計値である。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】最大比合成法MRCは1ユーザの場合にBER(Bit Error Rate)を最小にできるが、コード間の直交性の補償度が小さためユーザ(コード)が多いマルチユーザ環境には不向きである。すなわち、最大比合成(MRC)はスペースダイバーシチにおいて最適であるが、MC-CDMAには向かない。一方、等利得合成(EGC)又はMMSE合成(MMSEC)は直交性の補償度が大きくマルチユーザおよびMC-CDMAの場合に良好な結果をもたらすが、スペースダイバーシチにおいてはダイバーシチゲインを十分に生かしきれない。

【0027】ところで、第4世代の移動通信における送信方式は、MC-CDMA変調とスペースダイバーシチが併用される可能性が高い。このようにMC-CDMA変調とスペースダイバーシチが併用される移動通信において、上記合成法の1つの単独使用はパフォーマンスを劣化させる問題がある。例えば、マルチユーザ環境に不向きな最大比合成(MRC)のみを使用するとすれば、データ間の直交性が劣化してノイズが増大し、等利得合成(EGC)又はMMSE合成(MMSEC)のみを使用するとすれば、ダイバーシチゲインを十分に利用できない。

【0028】又、[STTD+スペースダイバーシチ]の場合、STTDデコーダにおける合成法は最大比合成(MRC)である。前述のように、最大比合成(MRC)はマルチユーザ環境であるMC-CDMAに向いておらず、結局、STTDをMC-CDMA変調とスペースダイバーシチが併用される移動通信に適用できない問題がある。以上から本発明の目的は、スペースダイバーシチゲインを十分に発揮でき、しかも、マルチユーザ環境に適した合成法を提供することである。本発明の別の目的は、MC-CDMA変調とスペースダイバーシチが併用される移動通信にSTTDを使用できるようにすることである。

【0029】

【課題を解決するための手段】本発明の第1は、スベ

$$s_0 + s_1 = (|h_0|^2 + |h_1|^2) x_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \quad (2c)$$

を出力する。この式における $(|h_0|^2 + |h_1|^2)$ がダイバーシチゲインである。MRC/EGCコンバータ302は、チャンネル推定部101、201で推定されたチャンネル応答特性 $h_0$ 、 $h_1$ を用いて(2c)式の合成信号に次式

【数6】

$$1 / \sqrt{|h_0|^2 + |h_1|^2} \quad (6a)$$

スダイバーシチ構成を備えたマルチキャリアCDMA受信装置において、サブキャリア毎に最大比合成を行い、しかる後、合成信号に最大比合成／等利得合成変換(MRC/EGC変換)あるいは最大比合成／MMSE合成変換(MRC/MMSEC変換)を施す。このようにすれば、スペースダイバーシチゲインを十分に大きくでき、しかも、マルチユーザ環境であってもユーザデータ間の直交性を維持して雑音を抑制でき、誤り率を低下できる。本発明の第2は、スペースダイバーシチ構成を備えたマルチキャリアCDMA受信装置において、各ブランチの受信信号をサブキャリア毎にSTTDデコードし、各ブランチのSTTDデコード部の出力信号をサブキャリア毎に合成し、合成信号に最大比合成／等利得合成変換(MRC/EGC変換)あるいは最大比合成／MMSE合成変換(MRC/MMSEC変換)を施す。このようにすれば、スペースダイバーシチゲインを十分に大きくでき、しかも、マルチユーザ環境であってもユーザデータ間の直交性を維持して雑音を抑制でき、誤り率を低下でき、しかも、STTDをMC-CDMAとスペースダイバーシチが併用される移動通信に使用できるようになる。

【0030】

【発明の実施の形態】(A) MRC+スペースダイバーシチ+MRC/EGC変換

図1は本発明の第1実施例の合成法説明図である。第1実施例では、まず、スペースダイバーシチゲインを大きくするように最大比合成をおこない、しかる後、マルチ環境に適合させるためにMRC/EGC変換する。送信側と受信側の関係は、図16に示すように、1本の送信アンテナ、2本の受信アンテナが設けられたスペースダイバーシチ構成になっており、(1a)、(1b)式が成立している。ブランチ#0、#1におけるチャンネル推定部101、201はブランチ#0、#1におけるチャンネル応答特性 $h_0$ 、 $h_1$ を推定して $h_0^*$ 、 $h_1^*$ を出力し、チャンネル補償部102、202はそれぞれ受信信号 $r_0$ 、 $r_1$ に $h_0^*$ 、 $h_1^*$ を乗算し、(2a)、(2b)式、または(2a)'、(2b)'式に示す信号 $s_0$ 、 $s_1$ を出力する。

【0031】スペースダイバーシチ合成部301は各ブランチのチャンネル補償部102、202の出力を合成し、合成信号

を乗算して

【数7】

$$\frac{s_0 + s_1}{\sqrt{|h_0|^2 + |h_1|^2}} = \frac{|h_0|^2 + |h_1|^2}{\sqrt{|h_0|^2 + |h_1|^2}} x_0 + \frac{h_0^* n_0 + h_1^* n_1}{\sqrt{|h_0|^2 + |h_1|^2}} \quad (6b)$$

を復調部303に出力する。最大比合成結果に(6a)式を乗算するということは、乗算結果が等利得合成に応じた値



に変換されたことを意味する。この結果、[最大比合成+RC/EGC変換]をMC-CDMAのサブキャリア毎に行えば、ダイバーシチ利得を大きくできると共にコード間の直交性を維持でき、以降のサブキャリア毎の逆拡散において、コード間干渉、雑音の発生を軽減することができる。

【0032】(B) MRC+スペースダイバーシチ+MRC/MMSEC変換

図2は本発明の第2実施例の合成法説明図である。第2

$$s_0 + s_1 = (|h_0|^2 + |h_1|^2) x_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \quad (2c)$$

を出力する。

【0033】MRC/MMSECコンバータ304は、チャンネル推定

$$1 / \{N_{MUX} \cdot (|h_0|^2 + |h_1|^2) + \sigma_{N,0}^2 + \sigma_{N,1}^2\} \quad (7a)$$

を乗算する。ただし、ブランチ#0、#1における1サブキャリア当たりの雑音電力を $\sigma_{N,0}$ 、 $\sigma_{N,1}$ 、コード多重度を $N_{MUX}$ とする。MRC/MMSECコンバータ304は、(2a)式と(7a)

$$\overline{s_0 + s_1} = \frac{|h_0|^2 + |h_1|^2}{N_{MUX} \cdot (|h_0|^2 + |h_1|^2) + \sigma_{N,0}^2 + \sigma_{N,1}^2} x_0 + \frac{h_0^* n_0 + h_1^* n_1}{N_{MUX} \cdot (|h_0|^2 + |h_1|^2) + \sigma_{N,0}^2 + \sigma_{N,1}^2} \quad (7b)$$

を復調部303に出力する。(2c)式の最大比合成結果に(7a)式を乗算するという事は、乗算結果がMMSE合成に応じた値に変換されたことを意味する。この結果、[最大比合成+MRC/MMSEC変換]を、MC-CDMAの各サブキャリア毎に行えば、ダイバーシチ利得を大きくできると共にコード間の直交性を維持でき、以降のサブキャリア毎の逆拡散において、コード間干渉、雑音の発生を軽減することができる。

【0034】(C) STTD+スペースダイバーシチ+MRC/EGC変換

図3は本発明の第3実施例の合成法説明図である。第3実施例では、まず、受信信号をSTTDデコードし、ついで、スペースダイバーシチ合成し、しかる後、マルチユーザ環境に適合させるためにMRC/EGC変換する。送信側と受信側の関係は、図20、図21に示すようになっており、(5

$$1 / \sqrt{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2} \quad (8a)$$

を乗算して

【数10】

$$\overline{s_{0,0} + s_{1,0}} = \frac{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2}{\sqrt{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2}} x_0 + \frac{h_{0,0}^* n_{0,0} + h_{1,0}^* n_{0,1} + h_{0,1}^* n_{1,0} + h_{1,1}^* n_{1,1}}{\sqrt{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2}} \quad (8b)$$

$$\overline{s_{0,1} + s_{1,1}} = \frac{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2}{\sqrt{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2}} x_1 + \frac{h_{1,0}^* n_{0,0} - h_{0,0}^* n_{0,1} + h_{1,1}^* n_{1,0} - h_{0,1}^* n_{1,1}}{\sqrt{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2}} \quad (8c)$$

を復調部603に出力する。STTDデコードアルゴリズムは最大比合成に基いており、[STTDデコード+スペースダイバーシチ合成]は最大比合成である。従って、スペースダイバーシチ合成結果に(8a)式を乗算すること

実施例では、まず、スペースダイバーシチゲインを大きくするように最大比合成をおこない、しかる後、マルチ環境に適合させるためにMRC/MMSEC変換する。送信側と受信側の関係は、図16に示すように、1送信アンテナ、2受信アンテナのスペースダイバーシチ構成になっており、(1a)、(1b)式が成立している。第1実施例と同様に、スペースダイバーシチ合成部301は各ブランチのチャネル補償部102、202の出力を合成し、合成信号

部101、201で推定されたチャネル応答特性 $h_0$ 、 $h_1$ を用いて(2c)式の合成信号に次式

式の乗算結果、  
【数8】

a) ~ (5d) 式が成立している。ブランチ#0、#1におけるチャネル推定部401、501はブランチ#0、#1におけるチャネル応答特性 $h_{0,0}$ 、 $h_{1,0}$ ； $h_{0,1}$ 、 $h_{1,1}$ を推定してSTTDデコーダ402、502とMRC/EGCコンバータ602に入力する。STTDデコーダ402、502は、(5e) ~ (5h) 式又は(5i) ~ (5m) 式に示す信号 $s_{0,0}$ 、 $s_{0,1}$ ； $s_{1,0}$ 、 $s_{1,1}$ を出力する。

【0035】スペースダイバーシチ合成部601は各ブランチのSTTDデコーダ402、502の同一タイミングの出力 $s_{0,0}$ 、 $s_{1,0}$ ； $s_{0,1}$ 、 $s_{1,1}$ を合成し、(5n)、(5p)式に示す合成信号を出力する。MRC/EGCコンバータ602は、チャネル推定部401、501で推定されたチャネル応答特性 $h_{0,0}$ 、 $h_{1,0}$ ； $h_{0,1}$ 、 $h_{1,1}$ を用いて(5n)、(5p)式の合成信号に次式

【数9】

は、最大比合成結果が等利得合成に応じた値に変換されたことを意味する。

【0036】以上より、[STTDデコード+スペースダイバーシチ合成+MRC/EGC変換]をMC-CDMAのサブキャリア

毎に行えば、STTD利得、ダイバーシチ利得が加わって利得を大きくできると共にコード間の直交性を維持でき、以降のサブキャリア毎の逆拡散において、コード間干渉、雑音の発生を軽減することができる。

【0037】(D) STTD+スペースダイバーシチ+MRC/MMSEC変換

図4は本発明の第4実施例の合成法説明図である。第4実施例では、まず、受信信号をSTTDデコードし、ついで、スペースダイバーシチ合成し、しかる後、マルチユーザ環

$$1 / \{ N_{MUX} \cdot (|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2) +$$

$$\sigma_{N,00}^2 + \sigma_{N,10}^2 + \sigma_{N,01}^2 + \sigma_{N,11}^2 \} \quad (9)$$

を乗算する。ただし、各チャネルにおける1サブキャリア当たりの雑音電力を $\sigma_{N,00}$ 、 $\sigma_{N,10}$ 、 $\sigma_{N,01}$ 、 $\sigma_{N,11}$ 、コード多重数を $N_{MUX}$ とする。MRC/MMSECコンバータ604は、(5n)、(5p)式への(10a)式の乗算結果を復調部603に出力する。

【0038】STTDデコードアルゴリズムは最大比合成に基いており、[STTDデコード+スペースダイバーシチ合成]は最大比合成である。従って、スペースダイバーシチ合成結果に(9)式を乗算するという事は、最大比合成結果がMMSEC合成に応じた値に変換されたことを意味する。以上より、[STTDデコード+スペースダイバーシチ合成+MRC/MMSEC変換]をMC-CDMAの各サブキャリアキャリア毎に行えば、STTD利得、ダイバーシチ利得が加わって利得を大きくできると共にコード間の直交性を維持でき、以降のサブキャリア毎の逆拡散において、コード間干渉、雑音の発生を軽減することができる。

【0039】(E) MC-CDMAへの第1の適用例

図5は、図1の[MRC+スペースダイバーシチ合成+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用した場合の受信側の構成図であり、2ブランチ構成になっている。無線受信部701、701'はそれぞれ受信したマルチキャリア信号に周波数変換処理を施し、直交復調部702、702'は受信信号に直交復調処理を施す。タイミング同期・ガードインターバル除去部703、703'は、受信信号のタイミング同期を取った後、該受信信号よりガードインターバルGIを除去してFFT(Fast Fourier Transform)部704、704'に入力する。F

$$1 / \sqrt{|h_{11}|^2 + |h_{11}'|^2} \sim 1 / \sqrt{|h_{MN}|^2 + |h_{MN}'|^2} \quad (10)$$

を乗算してMRC/EGC変換を施す。逆拡散部709はM個の乗算部709<sub>1</sub>~709<sub>M</sub>を備えており、乗算部709<sub>1</sub>はユーザに割り当てられた直交コード(ウォルシュコード)を構成する各コードC<sub>1</sub>、C<sub>2</sub>、...、C<sub>N</sub>を個別にN個のサブキャリア信号に乗算して逆拡散し、他の乗算部も同様の演算処理を行う。この逆拡散によりコード多重された信号の中からユーザ宛の信号が抽出される。

【0042】合成部710<sub>1</sub>~710<sub>M</sub>はそれぞれ乗算部709<sub>1</sub>~709<sub>M</sub>から出力するN個の乗算結果を加算してM個のシンボルよりなる並列データを作成し、パラレルシリアル変換部711は該並列データを直列データに変換し、データ復調

境に適合させるためにMRC/MMSEC変換する。送信側と受信側の関係は、図20、図21に示すようになっており、(5a)~(5d)式が成立している。第3実施例と同様にスペースダイバーシチ合成部601が各ブランチのSTTDデコード402、502の出力を合成し、(5n)、(5p)式に示す合成信号を出力する。MRC/MMSECコンバータ604は、チャネル推定部401、501で推定されたチャネル応答特性 $h_{0,0}$ 、 $h_{1,0}$ 、 $h_{0,1}$ 、 $h_{1,1}$ を用いて(5n)、(5p)式の合成信号に次式

FT部704、704'はFFTウィンドウタイミングでFFT演算処理を行って時間領域の信号をN×M個のサブキャリア信号(サブキャリアサンプル)に変換し、周波数デインタリーブ部705、705'はそれぞれ送信側と逆の並び替えを行って周波数順に並び替えてサブキャリア信号SC<sub>1</sub>~SC<sub>MN</sub>、SC<sub>1</sub>'~SC<sub>MN</sub>'を出力する。

【0040】チャネル推定部706a、706a'はそれぞれ、送信側で時間多重されたパイロットを用いてサブキャリア毎にチャネル推定を行い、チャネル推定値 $h_{11}$ ~ $h_{MN}$ 、 $h_{11}'$ ~ $h_{MN}'$ を求める。チャネル補償部706b、706b'は、サブキャリア毎のチャネル推定値 $h_{11}$ ~ $h_{MN}$ 、 $h_{11}'$ ~ $h_{MN}'$ を周波数デインタリーブ部の出力SC<sub>1</sub>~SC<sub>MN</sub>、SC<sub>1</sub>'~SC<sub>MN</sub>'にそれぞれ乗算し、最大比合成MRCに基いたフェージングの補償を行う。スペースダイバーシチ合成部707は、チャネル補償部706b、706b'から出力する最大比合成MRCに応じたチャネル補償後のサブキャリア信号S<sub>1</sub>~S<sub>MN</sub>、S<sub>1</sub>'~S<sub>MN</sub>'をサブキャリア毎に合成し、サブキャリア数(=M×N)の合成信号(S<sub>1</sub>+S<sub>1</sub>')~(S<sub>MN</sub>+S<sub>MN</sub>')を出力する。

【0041】MRC/EGCコンバータ708は、チャネル推定部706a、706a'で推定された各ブランチのサブキャリア毎のチャネル推定値 $h_{11}$ ~ $h_{MN}$ 、 $h_{11}'$ ~ $h_{MN}'$ を用いて、合成信号(S<sub>1</sub>+S<sub>1</sub>')~(S<sub>MN</sub>+S<sub>MN</sub>')にMRC/EGC変換を施す。すなわち、サブキャリア毎の合成信号(S<sub>1</sub>+S<sub>1</sub>')~(S<sub>MN</sub>+S<sub>MN</sub>')にそれぞれ

【数11】

(10)

部712は送信データを復調する。尚、以上では図1の[MRC+スペースダイバーシチ合成+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用した場合であるが、同様にして図2の[MRC+スペースダイバーシチ合成+MRC/MMSEC変換]をMC-CDMAに適用することができる。

【0043】(F) MC-CDMAへの第2の適用例

図6は、図3の[STTD+スペースダイバーシチ+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用する場合の送信側の構成図である。データ変調部801は、畳み込み符号化あるいはターボ符号化されたユーザの送信データを例えばBPSK変調し、同相成分と直交成分を有する複素ベースバンド信号(シ

ンボル)に変換する。時間多重部802は複数シンボルのパイロットを送信データの前に時間多重する。STTDエンコーダ803は、図20に従って説明したアルゴリズムに従って、2シンボルずつのシンボルデータ列 $[x_0, x_1]$ を2系列(2ブランチ)のシンボルデータ列 $[x_0, -x_1^*]$ 、 $[x_1, x_0^*]$ に変換する。

【0044】各ブランチのシリアルパラレル変換部804、804'はそれぞれ入力データをMシンボルの並列データに変換し、各シンボルはそれぞれN分岐して拡散部805、805'に入力する。拡散部805、805'はM個の乗算部805<sub>1</sub>~805<sub>M</sub>、805<sub>1</sub>'~805<sub>M</sub>'を備えており、各乗算部805<sub>1</sub>~805<sub>M</sub>、805<sub>1</sub>'~805<sub>M</sub>'はそれぞれ直交コードを構成するコード $C_1, C_2, \dots, C_N$ を個別に分岐シンボルに乘算して出力する。直交コード $C_1, C_2, \dots, C_N$ はユーザ毎に異なるウォルシュコードである。この結果、 $N \times M$ 個のサブキャリアでマルチキャリア伝送するためのサブキャリア信号 $SC_1 \sim SC_{MN}$ 、 $SC_1' \sim SC_{MN}'$ が拡散部805、805'より出力する。すなわち、拡散部805、805'は直交コードを各パラレル系列毎のシンボルに乘算することにより周波数方向に拡散する。

【0045】周波数インタリーブ部806、806'は、コード多重されたサブキャリア信号を周波数インタリーブにより並び替えて周波数軸上に分散する。IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)部807、807'は並列入力するサブキャリア信号にIFFT(逆フーリエ変換)処理を施して時間軸上のOFDM信号(実数部信号、虚数部信号)に変換する。ガードインターバル挿入部809、809'は、OFDM信号にガ

ードインターバルを挿入し、直交変調部810、810'はガードインターバルが挿入されたOFDM信号に直交変調を施し、無線送信部811、811'は無線周波数にアップコンバージョンすると共に高周波増幅してアンテナATt0、ATt1より送信する。

【0046】図7は、図3の[STTD+スペースダイバーシチ+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用する場合の受信側の構成図であり、図5の実施例と同一部分には同一符号を付している。無線受信部701、701'から周波数デインタリーブ部705、705'までの動作および逆拡散部709からデータ復調部712までの動作は図5の実施例と同じである。チャネル推定部800、800'はそれぞれ、送信側で時間多重されたパイロットを用いてサブキャリア毎にチャネル推定を行い、サブキャリア毎のチャネル応答特性 $h_{0,0}, h_{1,0}; h_{0,1}, h_{1,1}$ を推定してSTTDデコーダ801、801'とMRC/EGCコンバータ803に入力する。STTDデコーダ801、801'は、サブキャリア毎に(5e)~(5h)式又は(5i)~(5m)式に示す信号 $s_{0,0}, s_{0,1}; s_{1,0}, s_{1,1}$ を出力する。

【0047】スペースダイバーシチ合成部802は、サブキャリア毎にSTTDデコーダ801、801'の同一タイミングの出力 $s_{0,0}, s_{1,0}; s_{0,1}, s_{1,1}$ を合成し、(5n)、(5p)式に示す合成信号を出力する。MRC/EGCコンバータ803は、サブキャリア毎に、チャネル推定部800、800'で推定されたチャネル応答特性 $h_{0,0}, h_{1,0}; h_{0,1}, h_{1,1}$ を用いて(5n)、(5p)式の合成信号に次式

【数12】

$$1 / \sqrt{|h_{0,0}|^2 + |h_{1,0}|^2 + |h_{0,1}|^2 + |h_{1,1}|^2} \quad (8a)$$

を乗算してMRC/EGC変換を施す。

【0048】逆拡散部709はM個の乗算部709<sub>1</sub>~709<sub>M</sub>を備えており、それぞれ直交コード(ウォルシュコード)を構成する各コード $C_1, C_2, \dots, C_N$ を個別にN個のサブキャリア信号に乘算して逆拡散し、コード多重された信号の中からユーザ宛の信号が抽出される。合成部710<sub>1</sub>~710<sub>M</sub>はそれぞれ乗算部709<sub>1</sub>~709<sub>M</sub>から出力するN個の乗算結果を加算してM個のシンボルよりなる並列データを作成し、パラレルシリアル変換部711は該並列データを作列データに変換し、データ復調部712は送信データを復

調する。以上では、図3の[STTD(MRC)+スペースダイバーシチ合成+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用した場合であるが、同様にして図4の[STTD(MRC)+スペースダイバーシチ合成+MRC/MMSEC変換]をMC-CDMAに適用することができる。

【0049】(G) シミュレーション結果

図8は表1に示す条件での①最大比合成MRC、②等利得合成EGC、③本発明のMRC/EGC変換、それぞれによるBLER-Eb/N<sub>0</sub>特性図である。

【表1】

Number of cells	1	# of data symbol/packet	26 symbols
System	MC-CDMA	# of pilot symbol/packet	6 symbols
# of subcarriers	1024	Guard interval	200
Fc	5GHz	Channel Coding	Turbo coding

図8より本発明のMRC/EGC変換によれば、BLER(ブロックエラーレート)を最大比合成MRC、等利得合成EGCに比べて改善することができる。以上では受信アンテナ数が2本の場合であるが2本に限定せず、3本以上の場合にも本発明を適用することができる。

【0050】

【発明の効果】以上本発明によれば、最大比合成MRC後にMRC/EGC変換又はMRC/MMSEC変換することにより、最大比合成MRCで大きなダイバーシチゲインを得ることができ、しかも、MRC/EGC変換又はMRC/MMSEC変換により等利

得合成EGC又はMMSE合成を行えるため、マルチユーザ環境に適應させることができ、スペースダイバーシチとMC-CDMAを同時に併用する移動通信に最適な合成法を提供することができる。又、本発明によれば、従来MC-CDMAに適さなかったSTTDを、スペースダイバーシチとMC-CDMAを同時に併用する移動通信システムに適用することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第1実施例の合成法説明図である。  
 【図 2】 本発明の第2実施例の合成法説明図である。  
 【図 3】 本発明の第3実施例の合成法説明図である。  
 【図 4】 本発明の第4実施例の合成法説明図である。  
 【図 5】 [MRC+スペースダイバーシチ合成+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用した場合の受信側の構成図である。  
 【図 6】 [STTD+スペースダイバーシチ+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用する場合の送信側の構成図である。  
 【図 7】 [STTD+スペースダイバーシチ+MRC/EGC変換]をMC-CDMAに適用する場合の受信側の構成図である。  
 【図 8】 BLER-Eb/NO特性図である。  
 【図 9】 マルチキャリアCDMA (MC - CDMA) 方式の原理説明図である。  
 【図 10】 マルチキャリアCDMA (MC - CDMA) 方式の周波数配置図である。

【図 11】 MC-CDMAの送信側の構成図である。  
 【図 12】 シリアルパラレル変換説明図である。  
 【図 13】 ガードインターバル挿入説明図である。  
 【図 14】 MC-CDMAの受信側の構成図である。  
 【図 15】 スペースダイバーシチ構成を備えたMC-CDMA受信側の構成図である。

【図 16】 スペースダイバーシチのアンテナは配置図である。

【図 17】 最大比合成の説明図である。

【図 18】 等利得合成の説明図である。

【図 19】 MMSE合成の説明図である。

【図 20】 STTDエンコーダの説明図である。

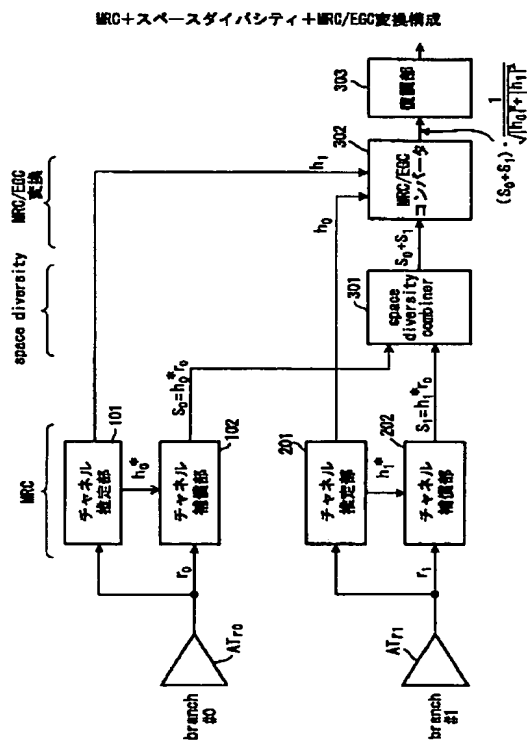
【図 21】 STTDにおけるアンテナ配置図ある。

【図 22】 [STTD+スペースダイバーシチ構成]の受信側の構成図である。

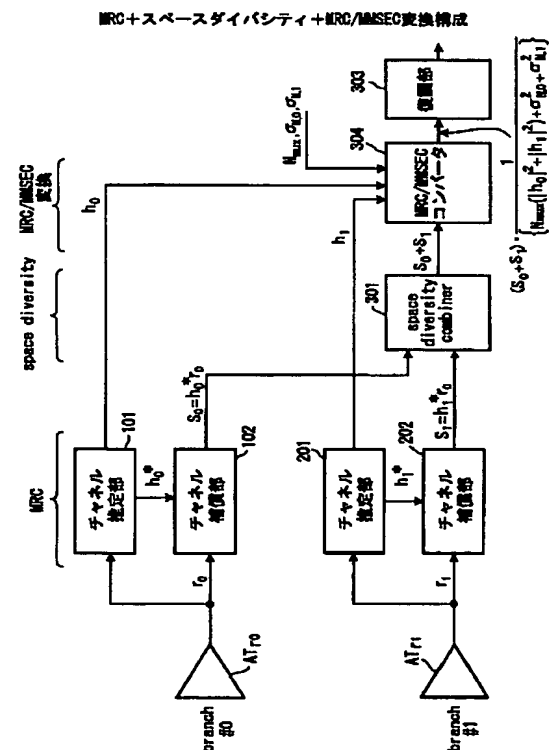
【符号の説明】

101, 201 チャネル推定部  
 102, 202 チャネル補償部  
 301 スペースダイバーシチ合成部  
 302 MRC/EGCコンバータ  
 303 復調部  
 ATr0, ATr1 2本の受信アンテナ

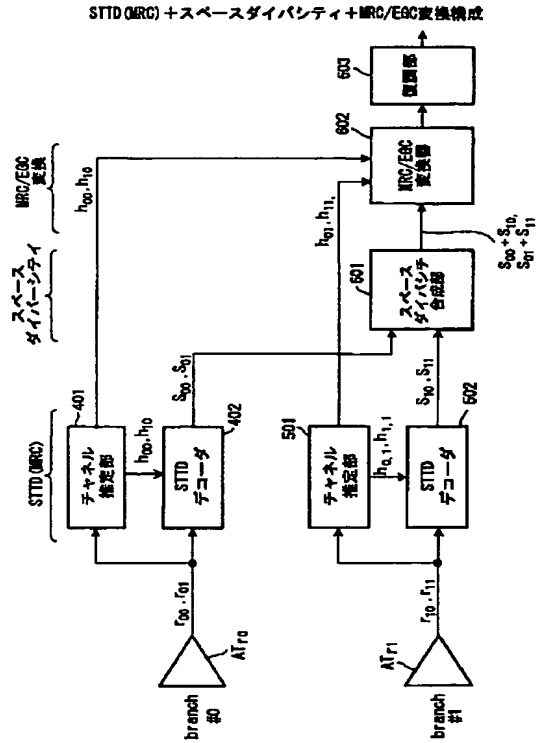
【図 1】



【図 2】

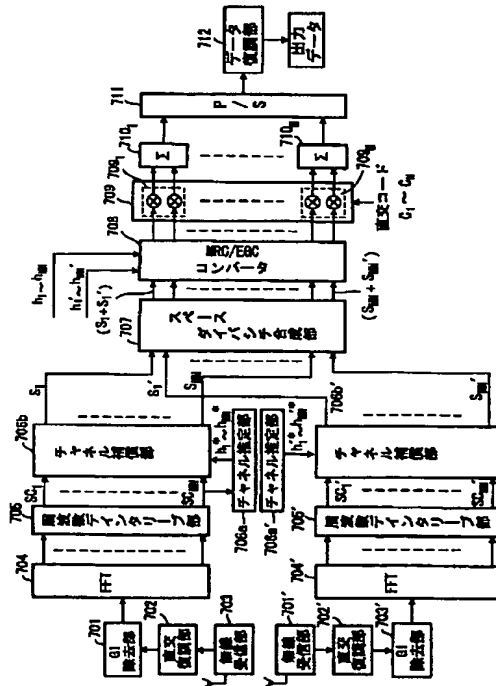


【図3】



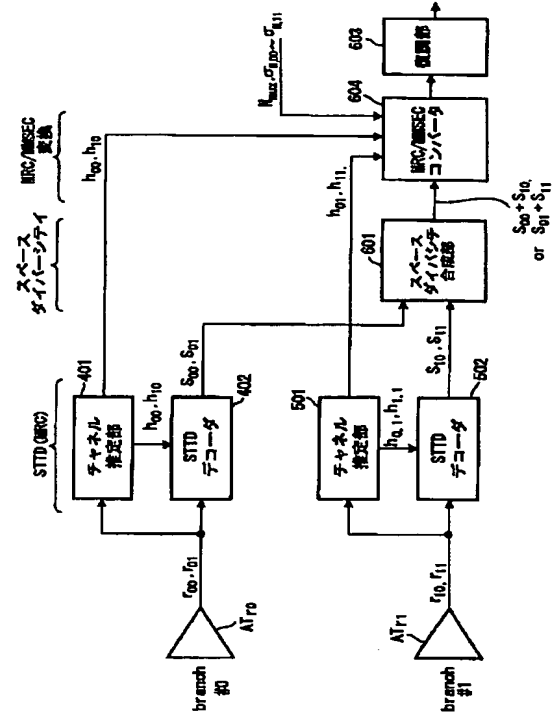
【図5】

本発明のMRC/EGC変換をMC-CDMAに適用した受信機の構成



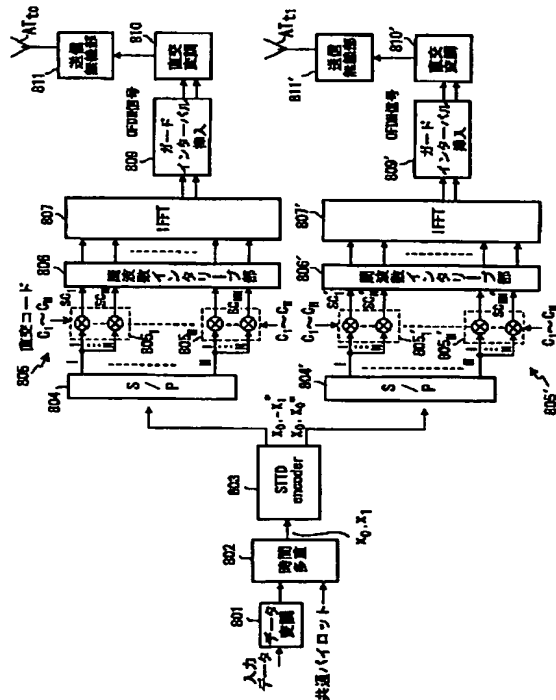
【図4】

STTD (MRC) + スペースダイバシティ + MRC/MSEEC 変換構成



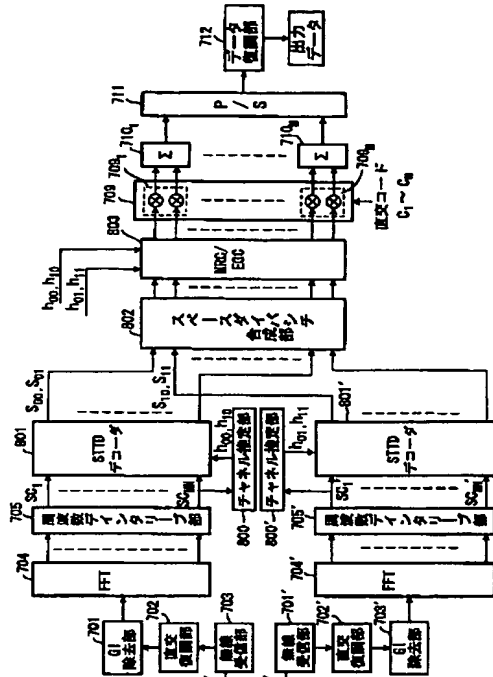
【図6】

本発明のMRC/EGC変換をSTTD/MC-CDMAに適用した送信機の構成



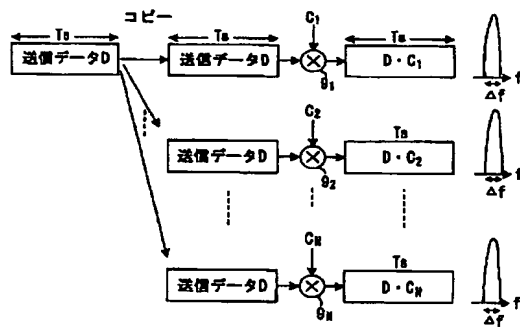
【図7】

本発明のMRC/EGC変換をSTTD/MC-CDMAに適用した受信機の構成



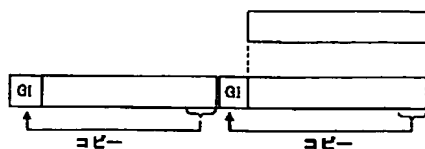
【図9】

マルチキャリアCDMAの原理



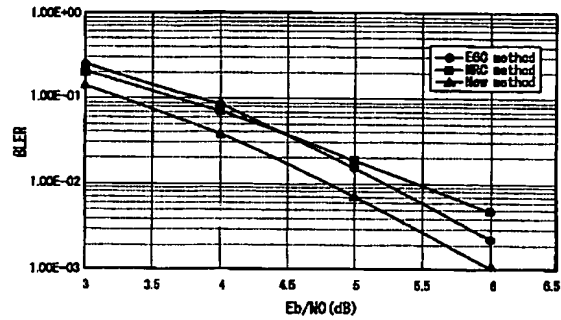
【図13】

ガードインターバル挿入説明図



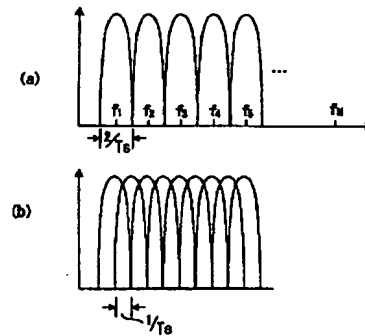
【図8】

シミュレーション結果



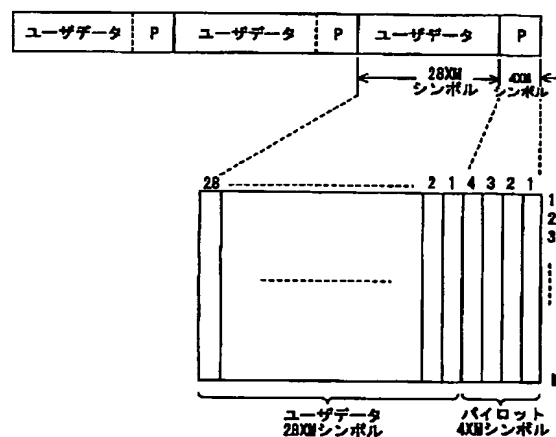
【図10】

マルチキャリアCDMAにおける周波数配置例



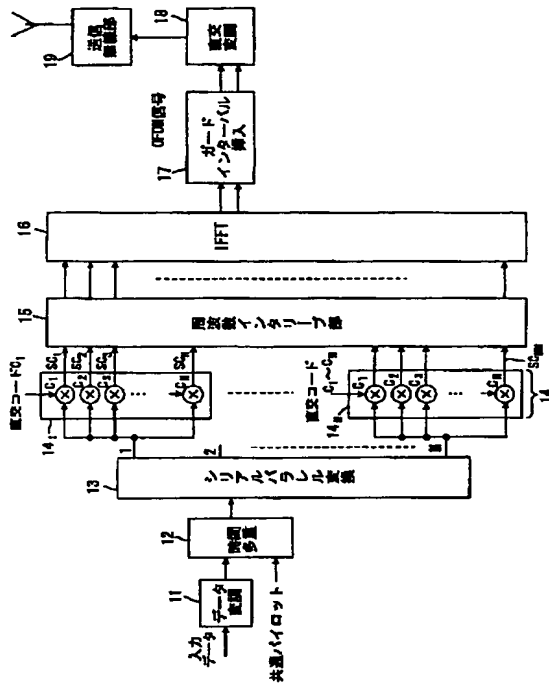
【図12】

シリアルパラレル変換説明図



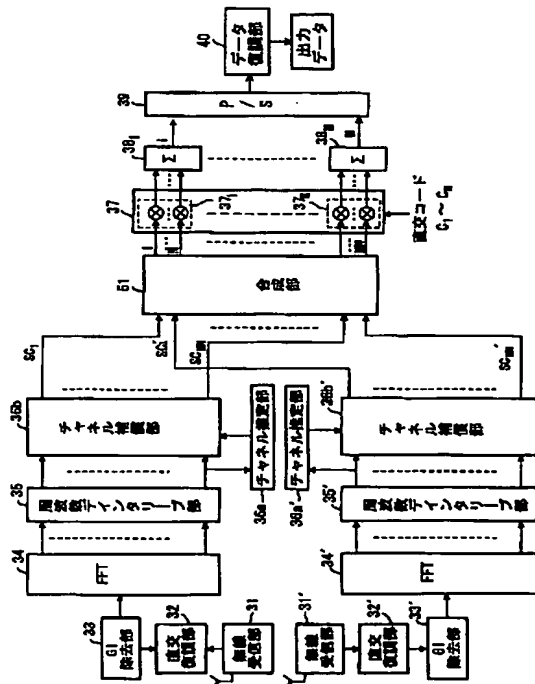
【図11】

FD-CDMAの送信機構成



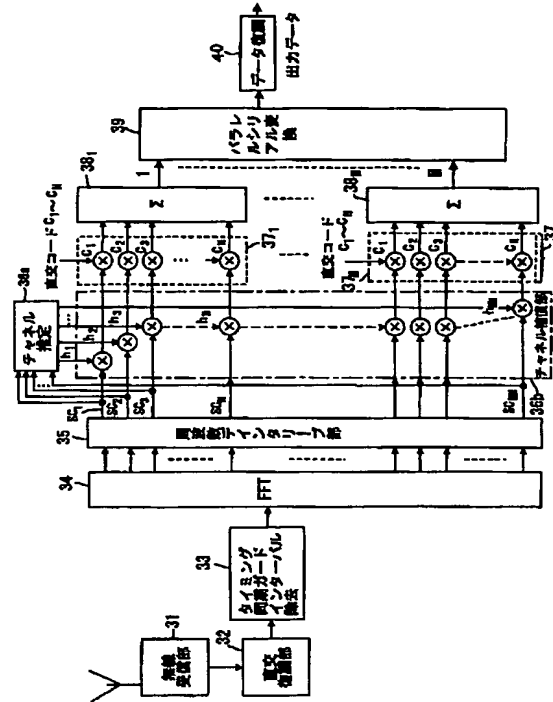
【図15】

ダイバシティ構成を備えたFD-CDMAの受信機構成



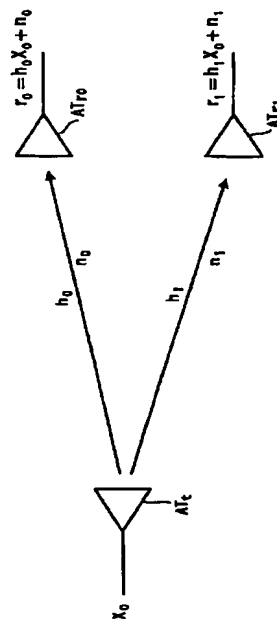
【図14】

FD-CDMAの受信機構成



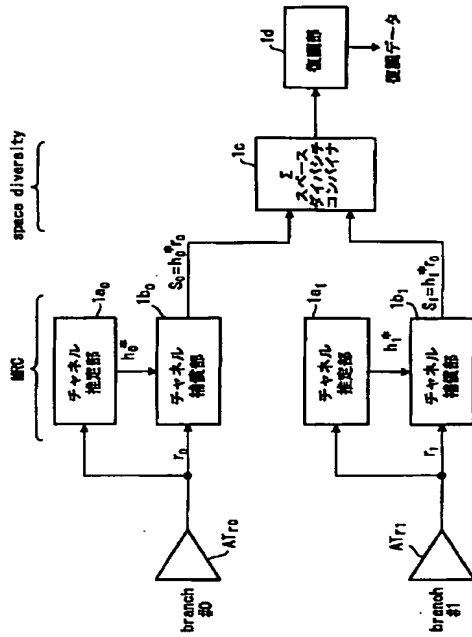
【図16】

スペースダイバシティのアンテナ配置図



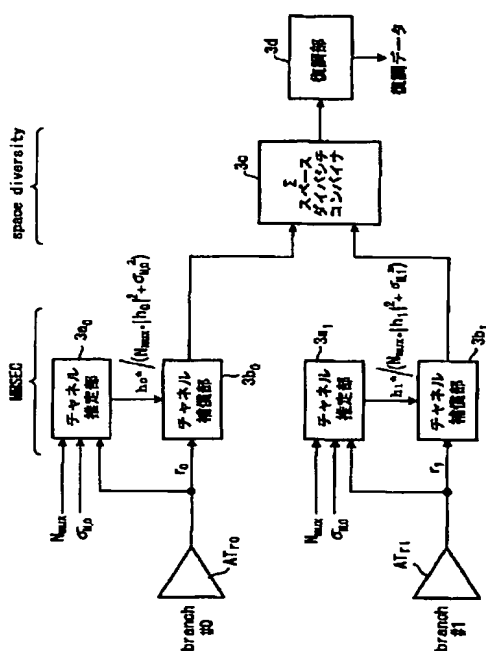
【図17】

MRC+スペースダイバーシティ



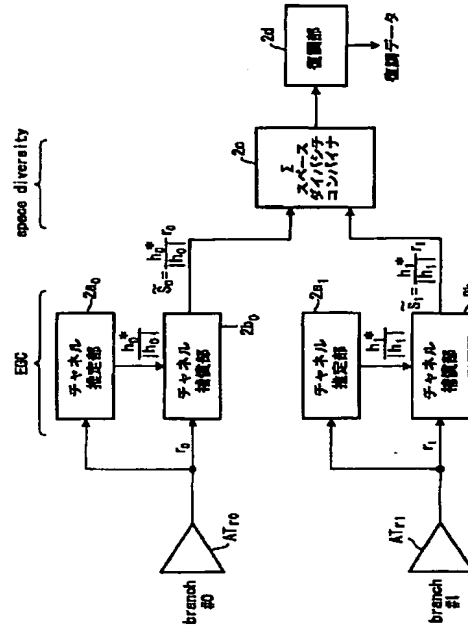
【図19】

MMSE+スペースダイバーシティ



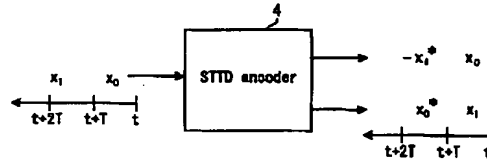
【図18】

EGC+スペースダイバーシティ



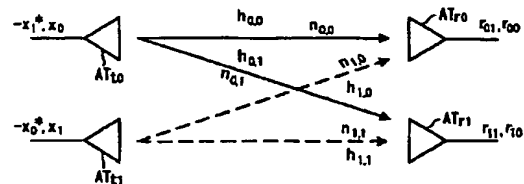
【図20】

STTDデコーダの説明図



【図21】

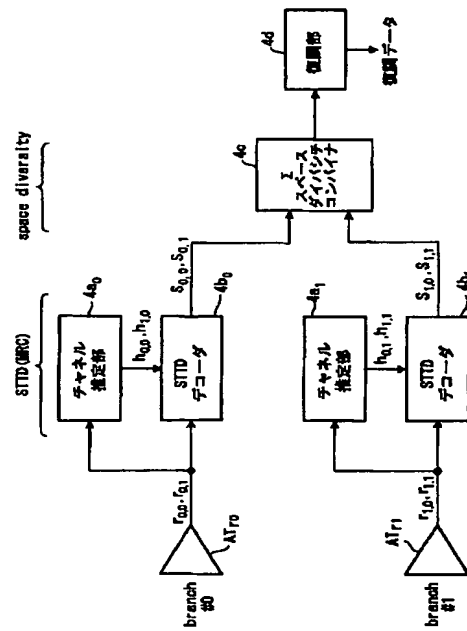
STTDにおけるアンテナ配置図





【図22】

STTD-スペースダイバーシティ



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD33 DD36  
 EE14 EE31 EE35